

Distorsión No lineal en un Transmisor Polar debida a la Característica $R_{on}(V_{DD})$ del Dispositivo GaN HEMT

Reinel Marante⁽¹⁾, José A. García⁽¹⁾, Pedro M. Cabral⁽²⁾, José C. Pedro⁽²⁾,

reinel.marante@unican.es, joseangel.garcia@unican.es, pcabral@ua.pt, jcpedro@ua.pt.

⁽¹⁾ Dpto. Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria, Avda. Los Castros s/n, 39005 Santander, Cantabria, España.

⁽²⁾ Instituto de Telecomunicações. Universidade de Aveiro. Campo Universitário Santiago, Aveiro, 3810, Portugal.

Abstract- In this paper, the possible impact of RF switching device ON resistance variation with drain supply voltage, $R_{on}(V_{DD})$ characteristic, on polar transmitter distortion is considered. Using Pulsed I/V measurement results over a 15 W GaN HEMT, the deviation in the V_{dd} -to-AM modulation profile is estimated. System-level calculations, in the presence of gate-to-drain capacitance contribution to carrier feedthrough, allow the evaluation of the secondary role of this dispersion effect.

I. INTRODUCCIÓN

La solución al compromiso entre linealidad y eficiencia espectral es uno de los grandes retos a vencer en los sistemas modernos de comunicaciones inalámbricas. En este escenario, se han propuesto arquitecturas polares emergentes como alternativas prometedoras respecto a los transmisores I/Q (Cartesianos) clásicos [1].

En aras de garantizar una relación entrada-salida lineal para la componente de amplitud de la envolvente, las arquitecturas I/Q convencionales se basan en amplificadores de potencia (AP) de RF de tipo lineal, de los cuales el clase B es el que ofrece mayor eficiencia. Sin embargo, aún cuando estos amplificadores tengan una eficiencia de drenador (o colector) limitada a un máximo de 78.5%, esto solo puede alcanzarse en picos poco probables de la envolvente de amplitud de la señal de entrada. En consecuencia, la eficiencia de potencia promedio de los sistemas inalámbricos modernos, en presencia de una señal modulada en amplitud, es siempre inferior a los valores picos. Los AP de los transmisores polares, en cambio, pueden operar en modo conmutado ya que manejan una señal de RF de envolvente constante, modulada mediante la tensión de alimentación en drenador, V_{DD} . De hecho, basado en la técnica EER (Envelope Elimination and Restoration), introducida por Kahn en [2], un transmisor polar es capaz de alcanzar eficiencias promedio mayores que el 60% o 70% (con un límite teórico del 100%), y su linealidad sólo está limitada por efectos de segundo orden determinados por la no idealidades que aporta la etapa de modulación y las posibles demoras entre los trayectos de amplitud y fase.

Los mecanismos de distorsión de un transmisor polar pueden ser clasificados de acuerdo a los que son producidos por la propia arquitectura del mismo o los provocados por las no idealidades que presentan sus componentes a la hora de su implementación. En el primer grupo tenemos los diferentes

retardos entre los trayectos de amplitud y fase, el ancho de banda limitado del trayecto de amplitud, y el gran ancho de banda requerido para amplificar la señal modulada solamente en fase. En el segundo podemos encontrar la no-linealidad V_{dd} -AM y la característica de conversión parásita V_{dd} -PM de la etapa de modulación de amplitud de RF.

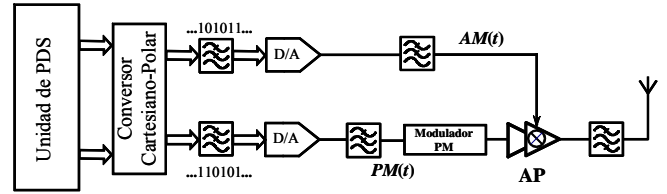


Fig. 1. Esquema general de un transmisor polar.

De esta breve descripción es apreciable que las no linealidades del AP del transmisor polar son diferentes a las del clase B de su contraparte cartesiana, y su modo de operación es completamente diferente. En primer lugar, cuando el diseño opera en modo conmutado, sus características son determinadas por las regiones de triodo y corte del dispositivo FET, mientras que el clase B tiene sus propiedades determinadas por la región de saturación del transistor. Por otro lado, el AP clase B recibe su potencia de una fuente de tensión constante, mientras el AP en modo conmutado requiere necesariamente de una tensión de alimentación en modo dinámico. Por todo esto, es fácil suponer que el comportamiento de la linealidad y la eficiencia en un transmisor polar pueda verse afectado por el valor de la resistencia en conducción (ON) del dispositivo activo del AP y la posible variación de este parámetro debida a la modulación dinámica de la tensión de alimentación.

El objetivo principal de este artículo es estudiar el impacto de la variación de la resistencia en el estado ON con la tensión de alimentación en drenador, característica $R_{on}(V_{DD})$, en los dispositivos conmutados de RF, y compararla con otras fuentes de distorsión en el transmisor. Para ello, y dada sus potencialidades en estas aplicaciones, se utilizará un dispositivo en tecnología GaN HEMT.

II. IMPACTO DE LA VARIACIÓN $R_{ON}(V_{DD})$ EN UN GAN HEMT SOBRE LA CARACTERÍSTICA V_{dd} -AM

Para la amplificación de potencia con alta eficiencia (clases D, E, F o S), el dispositivo activo está operando entre los estados OFF (corriente cero) y ON (tensión mínima). Esta es la razón por la que es usual representarlo como un conmutador con pérdidas. Teniendo en cuenta que las características I/V dinámicas del FET son dependientes del punto de reposo, la variación en R_{on} con V_{DD} , debida a los efectos trampas o el autocalentamiento, puede resultar en una modulación de amplitud con un perfil no lineal.

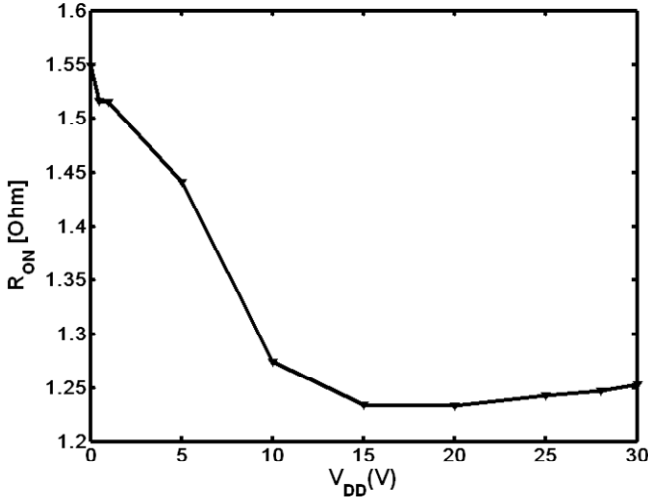


Fig. 2. Característica $R_{on}(V_{DD})$ extraída de las medidas pulsadas del CGH35015FE.

Con el objetivo de cuantificar el posible impacto de esta variación en la distorsión residual de los transmisores polares, se varió la tensión de polarización entre drenador y fuente en un transistor GaN HEMT comercial de 15 W de potencia, el CGH35015FE de CREE®, y se midió bajo condiciones pulsadas.

A diferencia de lo propuesto en [3], partiendo desde diferentes puntos de polarización (la tensión DC entre puerta y fuente se mantuvo constante en el valor de pinch-off, $V_{GS}=-2.8V$, y V_{DD} se varió en el rango de 0 a 30V) el sistema fue excitado con pulsos para conformar las diferentes curvas I_{ds}/V_{ds} . Para cada una de las características I_{ds}/V_{ds} así medidas se extrajo un valor de R_{on} donde $V_{gs}=0.5V$.

La Fig. 2 muestra los valores de la extracción dinámica de la característica $R_{on}(V_{DD})$. Las Fig. 3 a) y b) muestran las características I/V pulsadas así como la definición de la R_{on} dinámica (en $V_{gs}=0.5V$) para dos valores de V_{DD} diferentes en los extremos del rango de variación.

Usando el modelo propuesto por J. C. Pedro en [4], la característica V_{dd} -AM puede calcularse mediante la expresión:

$$I_0(\omega) = \frac{V_{DD}}{2R_{on} + R_L} \left[1 + j\omega \frac{4}{\pi} R_L C_{gd} \right] - j\omega C_{gd} V_i(\omega) \quad (1)$$

Esta expresión permite estimar la amplitud de la corriente a la salida (también la amplitud de la tensión V_{out} o la potencia de salida, P_{out}) en un transmisor polar, donde se asume que el AP opera siempre en régimen conmutado. Para ello el AP se excita con una amplitud de envolvente V_i

suficientemente alta, pero constante, dependiente de la tensión de alimentación (cuyo valor se modula de acuerdo a la salida AM deseada), y se termina en una resistencia de carga R_L .

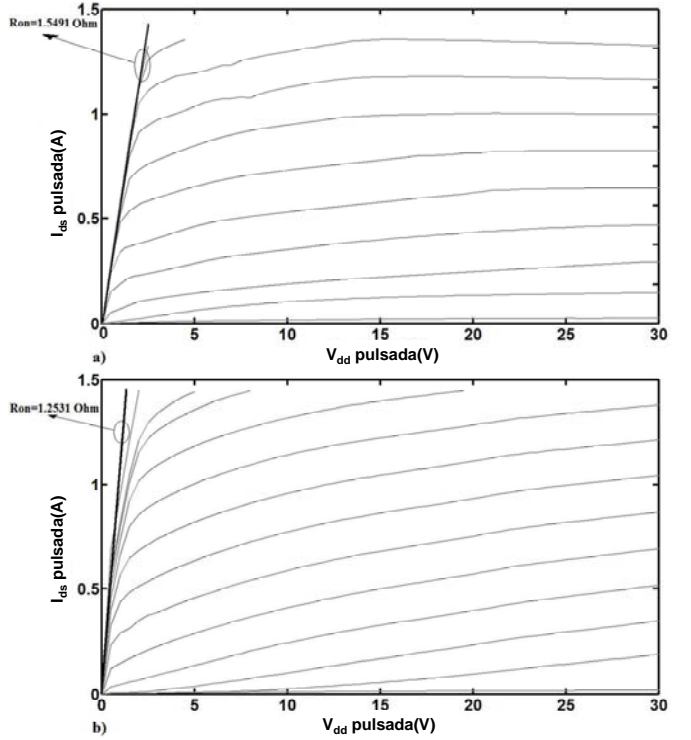


Fig. 3. Características I/V pulsadas y R_{on} calculada para $V_{gs}=0.5V$ en distintos puntos de reposo: a) $V_{GS}=-2.8V$, $V_{DS}=0V$; b) $V_{GS}=-2.8V$, $V_{DS}=30V$.

La amplitud de la excitación de entrada así como la red de adaptación en drenador se han establecido en este caso particular de acuerdo a las condiciones de operación de un amplificador de potencia en modo conmutado, clase E, a 900 MHz [4]. La capacidad puerta-drenador se ha considerado lineal, $C_{gd}=0.43pF$.

En la Fig. 4 se representa el impacto de la variabilidad de la R_{on} así estimada sobre el perfil del coeficiente de primer

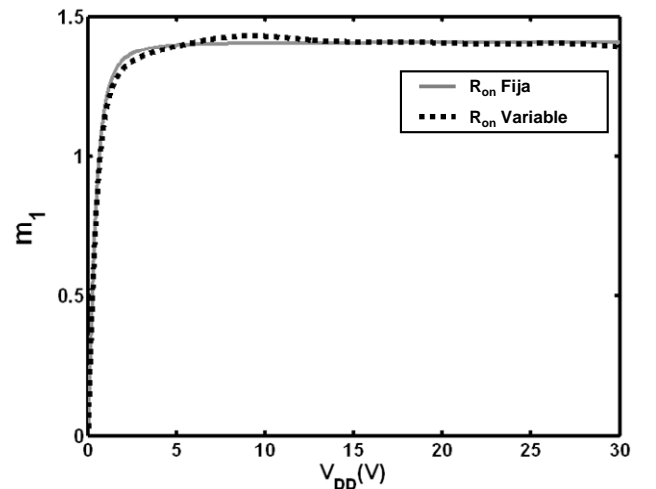


Fig. 4. Contribución de la variación en R_{on} a la evolución del coeficiente m_1 .

orden de la expansión en Series de Taylor de la característica V_{dd} -AM [4], m_1 , dado por (3).

$$V_{out} = m_1 V_{dd} + m_2 V_{dd}^2 + m_3 V_{dd}^3 + \dots + m_n V_{dd}^n \quad (2)$$

donde

$$m_1 = \left. \frac{\partial V_{out}}{\partial V_{dd}} \right|_{V_{DD}} \quad (3)$$

Se puede apreciar que no existen grandes diferencias entre las curvas, lo que es consistente con el modelo de la ecuación (1) si el valor de R_{on} es pequeño y significativamente grande el de R_L . En consecuencia, el estado dinámico de conducción sólo se espera que tenga un papel secundario en la distorsión del transmisor polar.

No obstante, la inclusión de una R_{on} variable en el modelo parece introducir mejoras cuando se compara con los resultados medidos [5]. Esto es particularmente verdadero para las no linealidades observadas en valores altos de polarización de drenador, cuando se aplica suficiente potencia de excitación de RF.

III. CONTRIBUCIÓN A LA DISTORSIÓN PARA UNA EXCITACIÓN DE DOS TONOS

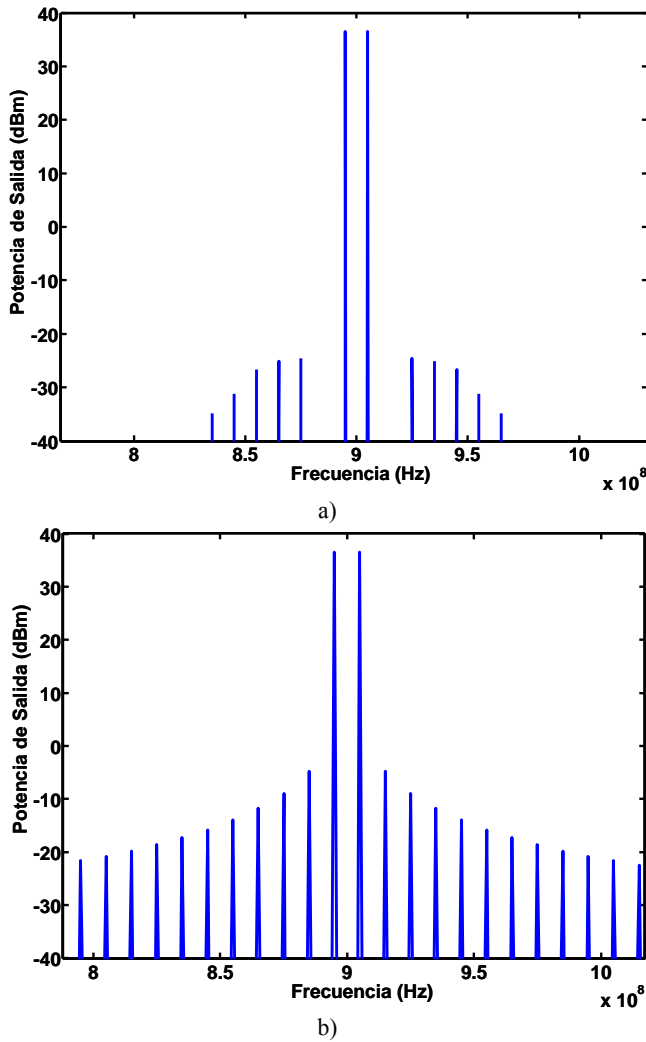


Fig. 5. Espectro de salida para una excitación de dos tonos teniendo en cuenta: a) $C_{gd}=0$, b) $C_{gd}=0.43\text{pF}$

El modelo en (1) fue usado para predecir la distorsión de intermodulación (IMD) contenida en la salida del AP, para una excitación de dos tonos con una separación de frecuencia de 100 kHz. El espectro de salida fue calculado con y sin la influencia de la capacidad C_{gd} , buscando cuantificar el impacto de la no linealidad de $R_{on}(V_{DD})$, cuando se compara con las fugas de portadora entre la puerta y el drenador (feedthrough).

Como se observa en la Fig. 5 a), la contribución de la distorsión debida a la dependencia de la resistencia ON con respecto a V_{DD} está alrededor de unos 60 dB por debajo de las componentes deseadas. En la Fig. 5 b), esta contribución es claramente enmascarada por la fuga de portadora de entrada a salida causada por la capacidad C_{gd} del GaN HEMT.

IV. CONTRIBUCIÓN A LA DISTORSIÓN PARA UNA SEÑAL DE EXCITACIÓN EDGE ESTÁNDAR

Se puede suponer que en modulaciones como la EDGE los efectos de feedthrough tengan menor impacto que la variabilidad de $R_{on}(V_{DD})$, debido a la baja probabilidad de que la envolvente tome valores cercanos a cero, como se observa en la Fig. 6. Se deduce entonces que el cambio dinámico $R_{on}(V_{DD})$ sería la fuente de distorsión predominante.

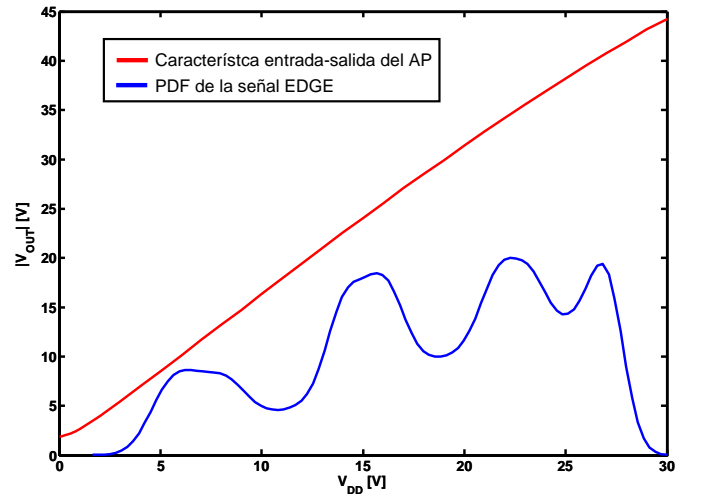


Fig. 6. Función densidad de probabilidad de una señal EDGE estándar frente a la característica entrada-salida del transmisor polar

Para probar esta hipótesis se han llevado a cabo varias simulaciones con un perfil de medidas basado en un amplificador de RF clase E sobre líneas de transmisión (Fig. 7), usando el mismo GaN HEMT estudiado, y excitado en este caso por una señal EDGE estándar. En la Fig. 8 se presenta el espectro de salida correspondiente, donde se muestran las contribuciones dinámicas separadas de C_{gd} y R_{on} . Como puede observarse, la R_{on} variable produce mayor crecimiento en los “hombros” del espectro que el debido al efecto feedthrough.

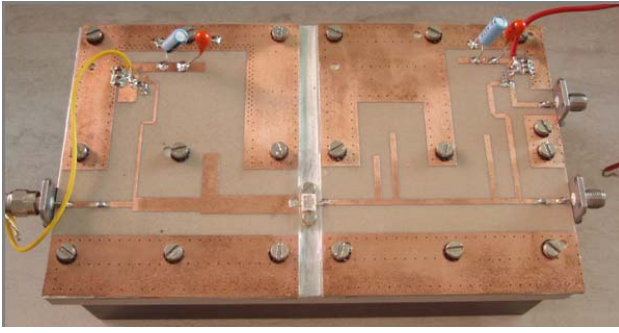


Fig. 7. Amplificador clase E a líneas de transmisión diseñado sobre el GaN HEMT CGH35015FE de Cree.

En la Fig. 9 se muestra finalmente el espectro de una señal EDGE estándar, obtenido mediante el banco de medidas implementado en el laboratorio, el cual incluye como última etapa el mismo amplificador de potencia clase

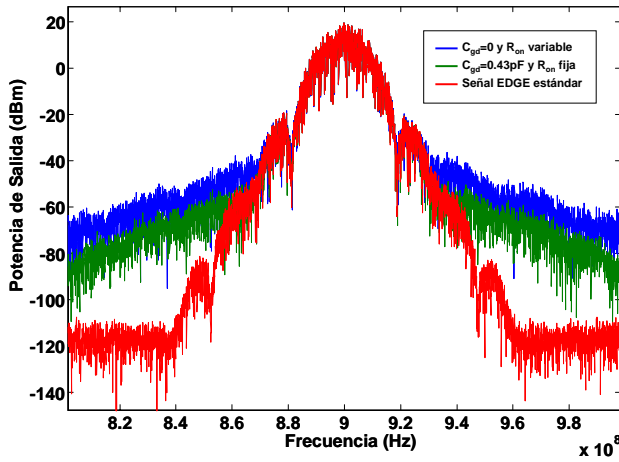


Fig. 8. Comparación entre los espectros obtenidos mediante simulación a la salida del transmisor polar y el espectro de la señal EDGE estándar.

E, de alta eficiencia. Las señales fueron capturadas con un Analizador Vectorial de Señales Agilent 89600. Las diferencias entre las señales medidas y las simuladas se deben a otras fuentes de distorsión no lineal, que no se han tenido en cuenta en el modelo utilizado.

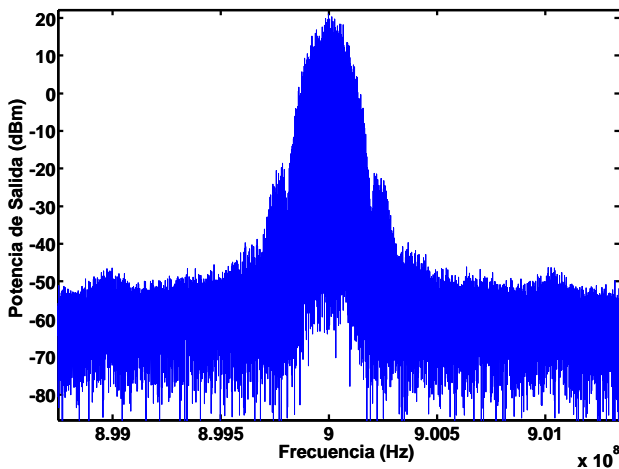


Fig. 9. Espectro de la señal EDGE obtenida de medidas en el laboratorio sobre el esquema transmisor implementado.

A pesar de que el amplificador fue alimentado con suficiente potencia a la entrada para contrarrestar el efecto producido por las transiciones del modo conmutado al modo fuente de corriente, durante la medición fue detectada una distorsión residual de fase. Dicha distorsión podría ser causada por las variaciones de la capacidad entre drenador y fuente, que no han sido incluidas en el modelo no lineal del GaN HEMT utilizado. Resulta entonces interesante trabajar en función de mejorar los modelos de estos transistores, generalmente optimizados para la región de saturación (AP en modo fuente de corriente), de cara a obtener mejores predicciones de su comportamiento en modo conmutado.

V. CONCLUSIONES

En este artículo se ha cuantificado el impacto de la variación dinámica de la resistencia en estado de conducción, $R_{on}(V_{DD})$, de un dispositivo GaN HEMT sobre la distorsión no lineal de un transmisor polar, comparándolo con otras fuentes conocidas, como es el caso de la fuga de portadora. Dependiendo de las características de la señal tratada, como por ejemplo, la probabilidad de que la envolvente tome valores de amplitud cercanos a cero, los efectos relativos de la variación dinámica de $R_{on}(V_{DD})$ sobre la distorsión pueden ser más o menos significativos.

Aunque en algunos casos la variación de R_{on} pueda tener una contribución relativamente pobre, debe ser tenida en cuenta cuando se trate de maximizar la linealidad de un transmisor polar y sus figuras de eficiencia, o para mejorar los modelos de predicción existentes.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el MICINN a través de los proyectos TEC2008-06684-C03-01/TEC y CSD2008-00068. P.M. Cabral y J.C. Pedro agradecen la financiación brindada por la Portuguese Science Foundation, F.C.T., y por el Instituto de Telecomunicações a través de los proyectos: PTDC/EEA-TEL/65988/2006 Digital_PAs. y SWIPA Ref. Nr.: P423, respectivamente.

REFERENCIAS

- [1] J. Groe, "Polar Transmitters for Wireless Communications," *IEEE Communications Mag.*, vol. 45, no.9, pp. 58-63, Sept. 2007.
- [2] L. R. Kahn, "Single-Sideband transmission by envelope elimination and restoration," *Proc. IRE*, vol.40, no.7, pp. 803-806, Jul.1952.
- [3] R. Negra, T. D. Chu, M. Helaoui, S. Boumaiza, G. M. Hegazi and F. Ghannouchi, "Switch-based GaN HEMT model suitable for highly-efficient RF power amplifier design," *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 795-798, Jun. 2007.
- [4] J. C. Pedro, J. A. Garcia and P. M. Cabral, "Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol.55, no. 12, pp. 2757-2765, Dec. 2007.
- [5] J. A. Garcia, B. Bedia, R. Merlin, P. Cabral, J. C. Pedro, "Characterizing the Vdd-to-AM Nonlinearities in a GaN HEMT Class E Power Amplifier," *2007 Int. Symp. on Microwave and Optical Technology*, pp. 375-378, Rome, Dec. 2007.